

特公平6-12934

(24) (44) 公告日 平成9年(1994)2月16日

技術表示箇所

FI

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

特許出願番号

電圧まで上昇させて、高電圧直後に、高い電圧を印加することができ、

また、電圧低下手段により、交流発電機の出力をほぼ第1の所定電圧まで低減させて、バッテリーに供給することによって電圧を維持できる。

#### [実施例]

以下本発明を図に示す実施例について説明する。第1図および第2図に本発明の充電制御装置の第1実施例を示す。

1はバッテリー、2は車両用交流発電機、3は三相交流発電機2のステータ巻線を示す。4は交流発電機2の励磁巻線、5はステータ巻線3の交流出力を整流する三相全波整流器、6は発電機の出力電圧を所定値に制御するレギュレータで、励磁巻線4に流れる電流を制御する出力トランジスタ7および電圧検出回路8を有する。9はトランスで、9aはステータ巻線3に接続された1次巻線、9bは2次巻線、10はトランス9の2次巻線9bの出力を整流すると共に、バッテリー1に接続された整流器、11は高電圧負荷をなすフロントガラスに装着された透明な抵抗体、12は抵抗体11へ通電するかどうかの第1の切換スイッチ、13は通電指示スイッチに連動すると共に、電圧検出回路8内の電圧を切り換える第2の切換スイッチ、14は励磁巻線4の両端に接続されたフライホイールダイオードである。15はスイッチ15aを介してバッテリーに接続される。例えば、ヘッドライト等のバッテリー1の電圧で駆動される電気負荷、ダイオード50は発電機が充電していない時バッテリー1から励磁電流を流すためのダイオードである。

また、電圧検出回路8は第2図に示す如く、出力トランジスタ7のベースに接続されたトランジスタ60、このトランジスタ60のベースにアノード端が接続されたツェナーダイオード61、ダイオード62及び63、抵抗64、65、66及び67で構成される。そして切換スイッチ13の第1の接点13aはダイオード62の接点13bに、一方、切換スイッチ13の第2の接点13cは、抵抗65およびダイオード63を介して、抵抗66にそれぞれ接続されている。

上記構成において、その動作を説明すると、第3図に示すエンジンEの始動により、交流発電機2も発電を開始する。通常では、第1の切換スイッチ12は第1の接点12a側（バッテリー1）に接続されていると共に、第2の切換スイッチ13も第1の接点（第1の電圧検出端子）13a側に接続されている。

従って、第1の電圧検出端子13aに印加された電圧は、電圧検出回路8内のダイオード63を介して、抵抗66と67で分圧して、ツェナーダイオード61へ印加される。ここで、抵抗66、67およびツェナーダイオード61においては、バッテリー1の電圧が第1の所定電圧である14.5(V)の時に、トランジスタ60を導通するように設定してある。

そして、通常状態においては、トランジスタ60を介して出力トランジスタ7をバッテリー1の電圧が14.5(V)以上か否かにより、導通、遮断し、励磁巻線4に流れる電流を制御することで、バッテリー1を14.5(V)に制御している。

次に、準常状態で、フロントガラスに氷が付着した状態を考える。この時には、フロントガラス内の抵抗体11に電流を供給するために、通電指示スイッチ70をオンする。

そして、通電指示スイッチ70をオンすると、第2図に示す如く、コンデンサ87、抵抗91の経路でトランジスタ82にベース電流が流れ、第1の所定時間トランジスタ82はオンを続ける。そのため、トランジスタ82のオンにより、該期間トランジスタ7はベース電流を遮断されて、励磁巻線4に流れる励磁電流を遮断する。

一方、比較器83は抵抗94とコンデンサ88とで作る第2の所定時間遅れて出力が1になる。これによりスイッチ12及び13の励磁コイル12c、13cはそれぞれ付勢されて、第2の設定12b、13b側に投入される。ここで、第1の所定時間遅れて第2の所定時間を短かく設定することで、励磁電流が遮断している期間に、第1、第2の切換スイッチ12及び13の第1の設定12a、13aから第2の設定12b、13b側に切り換えることができる。従って、第1、第2の切換スイッチ12、13の切り換え時に、接続点にアークが発生するのを防止して、接点の寿命を向上させることができる。

第2の切換スイッチ13の切り換えにより、第2の電圧検出端子13bに印加された電圧は、抵抗65、ダイオード62を介して、抵抗66と67の分圧回路へ印加されるので、第1の電圧検出端子13aに電圧が印加された場合に比べて、高い電圧を印加しないとツェナーダイオード61が導通して、トランジスタ60がオンすることはできない。

そして、第2の電圧検出端子13bには、全波整流器5の出力が印加されることとなり、抵抗65、66、67の分圧により、第2の電圧検出端子13bに、第2の所定電圧である70(V)の電圧が印加された時に、ツェナーダイオード7を導通するように設定されている。従って、全波整流器5の出力が70(V)に制御されるように、出力トランジスタ7をON、OFF制御する。

この結果、抵抗体11は、第1の切換スイッチ12の第2の設定12bを介して、70(V)が供給される。この70(V)の高電圧により、抵抗体11は、約1500(W)の出力で、ウィンドガラスの表面に付いた氷を2〜3分間で溶かし落とすことが可能となる。また、この70(V)は、抵抗体11の抵抗を考慮して、定めたものであります。

一方、通電指示スイッチ70をオンさせた時には、交流発電機に高出力を発生させるため、交流発電機がエンジン

ンに対して、負荷となるため、第3図に示す如く、通電指示スイッチ70のスイッチのオンを輸出し、この検出信号を、エンジンEのアイドル回転数を制御する制御装置16に入力する。

そして、この制御装置16により、エンジンEのアイドル回転数を、600(rpm)から150(rpm)まで、上昇させている。通常、交流発電機は、プーリで約2倍の回転数に増速されて、発電するようにになっている。

また、通常フロントガラスに付着した氷を溶かす時には、エンジン始動のアイドル状態であることから、この時車載バッテリーは放電状態である。そこで、本発明では、ステータ巻線に、トランス9の1次巻線9aを接続すると共に、2次巻線9bは整流器10を介して、バッテリー1に接続している。トランス9は、1次巻線9aに70(V)が印加されると、2次巻線9bには、バッテリー1を充電する電圧(14.5(V))が発生するように、巻線比を設定している。

従って、抵抗体11に70(V)の電圧を印加しつつ、バッテリー電圧を14.5(V)で充電することが可能となり、バッテリー1の放電を防止することができる。

次に、フロントガラスに付着した氷が溶けて、抵抗体11への通電が不要になり、通電指示スイッチ70をオフにすると、抵抗90と抵抗93の接続点の電位が下がり、トランジスタ81がオンする。これによりコンデンサ86、抵抗89を介し、トランジスタ82のベース電流が第3の所定時間遅れてトランジスタ7のベース電流が放電する第4の所定時間遅れて出力は0になり励磁コイル12c及び13cは消滅する。ここで第4の所定時間は第3の所定時間よりも短かいのでスイッチ12及び13が切換るときは差電流の励磁電流は遮断したままである。

ここで励磁コイル12c及び13cの付勢・消滅を発生させる励磁電流遮断後（トランジスタ7をオフした後）所定時間経過後に流れるのはトランジスタ7がオフしても励磁電流はダイオード14を介して所定時間流れているので該期間内のスイッチの切換り防止するためのものである。

そして、第1、第2の切換スイッチ12、13が、第1の接点12a、13aに切換ると、前に述べたように、発電機の出力電圧は、バッテリー1を充電する電圧を14.5(V)になる様に出力トランジスタ7を断線制御する。

第2図における回路100は通電指示スイッチ70をサーミスタ103を用いて自動的に動作する機構としたものである。101は比較器、102は抵抗、103は例えればガラスの温度を検出するサーミスタで、温度が低いと抵抗値が高く、この結果比較器101の出力は1となつて通電指示スイッチ70がオンしたのと同じ動作をする。抵抗体11に通電して、ガラスの温度が上昇する

と、サーミスタ103の抵抗値は下がり比較器101の出力は0になる。つまり、抵抗体11への通電指示は、上述の如く、フロントガラスの温度等を検出して、自動的に制御することもできる。

次に、抵抗体11の高電圧を供給する時に、発電機の出力電圧を上昇させて、抵抗体11に高電圧を供給し、一方、バッテリー1は、上記高電圧をトランス9で低減するものについての利点を説明する。

第1に、例えば、14.5(V)を70(V)に昇圧するためのトランス（約1500(W)の電力が必要）に比べて、本発明における70(V)の電圧を14.5(V)に低減するトランス9は約100(W)でよく、トランスも大巾に小型化することができ、

第2の、発電機が14.5(V)で発電している期間は、トランス9の1次巻線9aに印加される電圧も、14.5(V)と高電圧発生時に比べて十分に低いので、トランス9の励磁電流損失はほとんど無視することができる。

第3に、第4図に基づいて説明する。この第4図は、発電機電圧に対する出力電圧の特性図であり、これより明らかな如く、交流発電機の回転数を増すと、出力電力のピーク値における発電機電圧が高くなることが明らか

な。そこで、交流発電機に高出力を発生する時には、エンジンのアイドル回転数を1500(rpm)に上昇させることで、交流発電機の回転数は、約3000(rpm)となる。そして、第4図より、発電機の出力電圧が300(V)の時に、発電機の出力電圧が70(V)で、出力電力がほぼピーク値を示すことがわかった。つまり、発電機の出力電圧を70(V)とすることで、出力電力を最大として、抵抗体11に供給することができる。

従って、アイドルアップした時の交流発電機の回転数に於いて、その回転数における出力電力がピークの時の出力電圧を、抵抗体11に供給する際の電圧と一致すること、で、発電機からの出力電力を最大として、抵抗体11に有効に供給することができる。

第5図は第2実施例を示すもので、20は公知のDC・DCコンバータで20aは入力端子、20bは出力端子、20cは共通端子である。

上記構成に於いて、抵抗体11へ70(V)が印加される、と、DC・DCコンバータ20は出力端子20bに14.5(V)を発生して、バッテリー1を充電する。

第5図に示すDC・DCコンバータ方式に於いては、近年の半導体技術の進歩で数百キロヘルツで動作させることが可能であり、この結果DC・DCコンバータに使用するトランスを大巾に小型軽量化することができ、又この方式によれば発電機の構造を従来の発電機と何ら変更することなく使用することができ、

第6図は第4図に示すDC・DCコンバータにチョップパを使用したもので、30はトランジスタ、31は制御回路、32はリアクトル、33はダイオードである。





